

Estimación de Posición en un Motor Síncrono de Imanes Permanentes Mediante Técnicas de Inyección de Alta Frecuencia Con Control Deslizante

V.Repecho¹, A.Arias², D.Biel^{1,2}, F. Guinjoan²

¹ Instituto de Organización y Control Industrial, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, España

² Departamento Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, España
victor.repecho.del@upc.edu, arias@eel.upc.edu, biel@eel.upc.edu, guinjoan@eel.upc.edu

Resumen – En el presente documento, se muestra el estudio para la estimación de la posición del rotor de un Motor de Imanes Permanentes (PMSM), mediante inyección de señal de alta frecuencia (HF) bajo un control en modo deslizante (SMC). Las técnicas de inyección de alta frecuencia han sido utilizadas con éxito en sistemas de control de campo orientado (FOC), pero no dan buenos resultados en controles no lineales como el control directo de torque (DTC), por su mayor ancho de banda. Estas técnicas se basan en la medición indirecta de las inductancias de estátor, las cuales dependen del valor de la posición de rotor. En el presente estudio se muestra una técnica que permite utilizar técnicas de inyección bajo un control en modo deslizamiento.

Para concluir se muestran simulaciones del sistema con los algoritmos de estimación propuestos, confirmando la utilidad del sistema propuesto.

Existen, principalmente, dos técnicas de inyección de portadora. La primera consiste en la superposición en el vector de tensiones fundamental de la señal HF, principalmente en el plano *alfa-beta* [5-8] o en un sistema de referencia rotatorio síncrono *dq* [9-10]. Las segundas se basan en la modificación del patrón empleado en la modulación de anchura de pulso (PWM) incluyendo una señal pulsante [11-13].

Los métodos de inyección son aplicados de forma general a máquinas de imanes interiores, por presentar una asimetría mayor, aunque es posible también emplearlos en motores de imán superficial, detectando fenómenos de saturación [14]. Por ello es una técnica más utilizada en los motores de imanes permanentes (PM) interiores.

El método de control conocido como *Field Oriented Control* (FOC) es usado comúnmente con las técnicas de inyección de portadora, donde los controladores PI de corriente no son sensibles a dicha inyección de HF. La señal de test es introducida en el motor y la información es obtenida en las corrientes. Cuando se utiliza un Control en Modo deslizamiento (SMC), el ancho de banda es mayor, idealmente infinito, actuando contra la inyección AC, tratándola como una perturbación y eliminándola.

En el presente estudio se propone un esquema para utilizar técnicas de inyección con un control SMC. El principio utilizado para obtener la información de interés es analizar el comportamiento del control equivalente del sistema frente a una perturbación conocida. De esta forma, se consigue la estimación de ángulo, sin perder los beneficios propios del SMC [15-16].

Se presenta la metodología para extraer la posición de rotor y se describe la perturbación idónea a utilizar. Finalmente, se incluyen simulaciones donde se muestra la validez de la estimación bajo inversiones de giro y cambios bruscos del par aplicado al motor.

I. INTRODUCCIÓN

Las máquinas conocidas como *Permanent Magnet Synchronous Machines* (PMSMs) destacan por, entre otras ventajas, tener una gran densidad de potencia, una alta eficiencia y mejor dinámica que la máquina de inducción. Aún así, el control es más complejo, pues se necesita en todo momento la posición de rotor, para realizar las transformadas de Park y Clark, del mismo sensor se obtiene también la velocidad de giro, dato necesario en el lazo de realimentación de velocidad. Numerosos estudios han trabajado en el desarrollo de técnicas que permitan eliminar la necesidad de los sensores de velocidad y/o ángulo, eliminando coste y aumentando fiabilidad. Estas técnicas pueden ser divididas entre las basadas en el modelo, donde la fuerza electromotriz (*fem*) del motor se utiliza para conocer la posición de rotor, y las técnicas de inyección, donde una señal de test, normalmente tensión de alta frecuencia (HF), pulsante o periódica, se utiliza para detectar la asimetría del motor (diferencia entre L_D y L_Q) y extraer información relativa a la posición del rotor [1-2].

Las técnicas basadas en la *fem* ej. [3] [4] producen resultados satisfactorios con velocidades medias-altas, pero el funcionamiento se degrada con la reducción de velocidad, y no funcionan con velocidad nula.

Los métodos de inyección, por su parte, detectan las variaciones de las inductancias (*saliency*) en función de la posición de rotor, y son inherentemente independientes de la velocidad [1-2].

II. MODELO DEL PMSM

Las ecuaciones eléctricas que modelan el PMSM en el plano de referencia rotatorio *dq* se muestran en (1) y (2).

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{v_D}{L_D} - \frac{R}{L_D} \cdot i_D + \omega_e \frac{L_Q}{L_D} i_Q \quad (1)$$

$$\frac{di_Q}{dt} = \frac{v_Q}{L_Q} - \frac{R}{L_Q} \cdot i_Q - \omega_e \cdot \frac{L_D}{L_Q} i_D - \omega_e \cdot \frac{\phi_M}{L_Q} \quad (2)$$

donde, se definen:

v_D, v_Q = Tensiones de Estátor en dq

i_D, i_Q = Corrientes de Estátor dq

L_D, L_Q = Inductancias de Estátor dq

R = Resistencia de Estátor

ϕ_M = Flujo del Imán Permanente

ω_e = Velocidad Eléctrica Angular

p = Número de par de polos

B = Coeficiente de Fricción Mecánica

J = Momento de Inercia

T_L = Par de Carga

ω_m = Velocidad Angular Mecánica

La expresión del par electromagnético en el sistema de referencia dq es:

$$T_e = \frac{3 \cdot p \cdot \phi_M}{2} [i_Q - (L_D - L_Q) \cdot i_D \cdot i_Q] \quad (3)$$

La ecuación mecánica propia de la dinámica de PMSM es:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} T_e - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \quad (4)$$

De (3) y (4) se obtiene una tercera ecuación de estado:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3 \cdot p \cdot \phi_M}{2 \cdot J} \cdot i_Q + \frac{3 \cdot p}{2 \cdot J} (L_Q - L_D) \cdot i_D \cdot i_Q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \quad (5)$$

III. PMSM. CONTROL EN MODO DESLIZANTE

El SMC se aplica al sistema definido por (2). Este tipo de control no-lineal proporciona una serie de beneficios tales como robustez, dinámica rápida y reducción del orden del sistema, cuando se garantiza el régimen deslizante. El SMC se ejecuta sobre una variable de control, la cual tomará dos valores discretos en el tiempo, escogiendo el idóneo en función del estado del sistema. El control fuerza que las trayectorias del sistema se dirijan siempre hacia la superficie de conmutación. La superficie de conmutación se define por el sistema de errores relacionado a la planta, donde los errores son la diferencia entre los valores de referencia y reales de la variable a controlar (corrientes en dq).

La implementación del control del PMSM, controlando las corrientes en dq , se efectúa sobre las variables de control, que en este caso son las tensiones de estátor en dq .

Se define una superficie de conmutación (S) para las variables a controlar, utilizando directamente el error entre el valor de referencia (x^*) y el valor real (x) de una variable x ; definiéndose, por tanto, como:

$$S_D = i_D^* - i_D \quad (6)$$

$$S_Q = i_Q^* - i_Q \quad (7)$$

Se definen los errores de estado como: $e_{ID} = i_D^* - i_D$ y $e_{IQ} = i_Q^* - i_Q$. Utilizando (1), (2), (6) y (7), y conociendo que el SMC forzará el punto de equilibrio deseado, podemos re-escribir la dinámica del sistema de errores como:

$$\frac{de_{ID}}{dt} = \frac{v_D}{L_D} - \frac{R}{L_D} \cdot e_{ID} + \omega_e \cdot \frac{L_Q}{L_D} \cdot e_{IQ} \quad (8)$$

$$\frac{de_{IQ}}{dt} = \frac{v_Q}{L_Q} - \frac{R}{L_Q} \cdot e_{IQ} - \omega_e \cdot \frac{L_D}{L_Q} \cdot e_{ID} \quad (9)$$

El control queda definido por dos valores discretos, dependiendo del signo de S . Los valores discretos de las tensiones dq se definen como:

$$v_D \in \{v_{D0}, -v_{D0}\} \quad (10)$$

$$v_Q \in \{v_{Q0}, -v_{Q0}\} \quad (11)$$

El SMC debe asegurar que las trayectorias del sistema de estado son siempre conducidas hacia la superficie de deslizamiento, y esto se logra aplicando (12) y (13):

$$S_D \cdot \dot{S}_D < 0 \quad (12)$$

$$S_Q \cdot \dot{S}_Q < 0 \quad (13)$$

Utilizando la definición del control equivalente (v_{Deq}, v_{Qeq}), que se define como los valores de control que garantizan un régimen deslizante ideal (las variables del sistema están en la superficie de deslizamiento y permanecen en ella), se pueden obtener las leyes de control (16) y (17) a partir de (14) y (15).

$$S_D \cdot [v_D - v_{Deq}] < 0 \quad (14)$$

$$S_Q \cdot [v_Q - v_{Qeq}] < 0 \quad (15)$$

Las leyes de control son:

$$v_D = -v_{D0} \cdot \text{sign}(S_D) \quad (16)$$

$$v_Q = -v_{Q0} \cdot \text{sign}(S_Q) \quad (17)$$

Para asegurar que el SMC puede ser ejecutado satisfactoriamente, se debe garantizar la existencia del régimen deslizante dentro de los posibles estados de las variables de estado del sistema. De hecho, los dos valores discretos de las variables de control deben poder ser aplicados de manera que produzcan el control equivalente que satisfaga las siguientes condiciones:

$$-v_{D0} < v_{Deq} < v_{D0} \quad (18)$$

$$-v_{Q0} < v_{Qeq} < v_{Q0} \quad (19)$$

Para fijar las referencias de corriente, es necesario conocer el sentido físico del modelo dq . El modelo del motor en dq , es un sistema de referencia rotatorio, síncrono y alineado al rotor del motor. La componente d queda alineada con la dirección del flujo del PM, y la componente en q , esta 90° desfasada respecto el rotor. De quí, el modelo dq , es altamente similar al modelo de un motor de corriente continua. Se escoge fijar la corriente en d a 0, de esta manera podemos controlar el par directamente con la corriente en q , pues esta componente de corriente es perpendicular a la dirección del flujo creado en el PM. El par se crea con i_Q , como se puede deducir de la expresión (3).

III. CONTROL EN MODO DESLIZANTE Y INYECCIÓN DE ALTA FRECUENCIA

a. Análisis del Ancho de Banda

El método de inyección de portadora ha sido probado satisfactoriamente en diversos estudios [1] [3].

Analizando el SMC propuesto en el anterior apartado se observa una diferencia importante respecto al FOC. Mientras el ancho de banda de un control implementado con el tradicional FOC puede ser limitado fácilmente con los controladores PI, un SMC tiene, teóricamente, un ancho de banda infinito.

La frecuencia de la señal portadora HF se fija sobre los 1-2 kHz (por encima de la fundamental relacionada la velocidad del motor y por debajo de la frecuencia de conmutación de la etapa de potencia). La figura 1 muestra la ubicación de estas frecuencias. Por tanto, el SMC cancelará y eliminará la señal inyectada.

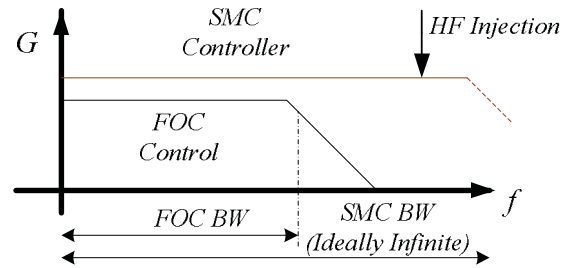


Figura 1. Ancho de Banda del FOC y del SMC

En los sistemas FOC, la señal HF es inyectada como un voltaje en el plano alfa beta ($\alpha\beta$), los controladores PI no son sensibles a estas frecuencias, y el sistema no efectúa ninguna acción contra ella. La señal HF atraviesa el PMSM, y se obtienen las corrientes HF de salida con la información de ángulo. La misma técnica empleada con un SMC, con el mayor ancho de banda, provoca una cancelación natural de la perturbación.

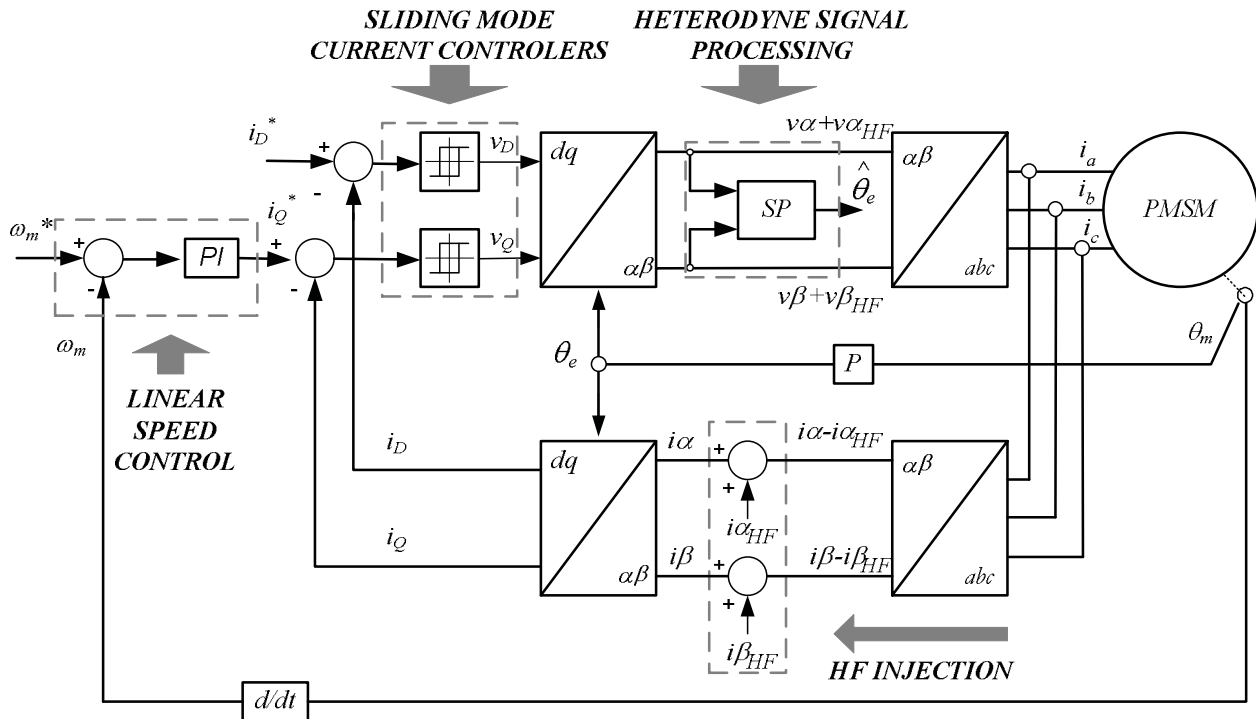


Figura 2. Esquema de control propuesto

Teniendo esto en cuenta, es razonable elegir una señal de corriente HF como señal de prueba. El control cancelará estas corrientes, pero en este caso, la corriente generada por el control, idealmente igual a la perturbación con inversión de signo, pasa a través del motor. Con este método, el procesamiento de señal necesario para la extracción de la estimación del ángulo, debe ser hecho en las tensiones $\alpha\beta$, donde se encuentra el control equivalente. La figura 2, muestra el sistema propuesto con la inyección HF en las corrientes y el procesamiento en las tensiones HF.

Se implementa un lazo de control para la velocidad, basado en la ecuación mecánica del PMSM, modelada en (4). Se implementa un control PI, el cual dará la referencia de corriente q al SMC, manteniendo la corriente en d siempre a cero. Si el régimen deslizante esta garantizado podremos extraer la dinámica del sistema relativo a la velocidad angular directamente de (4).

b. Modelo HF del PMSM

En un PMSM con asimetría existen variaciones de las inductancias de estátor en función de la posición del rotor. Esto es causado por las diferencias de flujo magnético en cada área y, en consecuencia, de donde está ubicado el rotor, y con qué ángulo, en cada momento. Esto ocurre cuando el sistema de referencia rota, es decir no es síncrono respecto al rotor. Esto es detectable en el plano $\alpha\beta$. Las variaciones de inductancia en función de la posición del rotor se modelan con (20):

$$\begin{bmatrix} L_\alpha \\ L_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - \Delta L_s \cdot \cos(2\theta_r) & -\Delta L_s \cdot \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L_s \cdot \sin(2\theta_r) & L_s + \Delta L_s \cdot \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (20)$$

donde :

$$\Delta L_s = L_Q - L_D / 2 \quad (21)$$

$$L_s = L_Q + L_D / 2 \quad (22)$$

Obsérvese, que en un *non-saliency PMSM* ($L_D=L_Q$), la variación de inductancia en función de la posición de rotor no se produciría.

El modelo $\alpha\beta$ es:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = r_s \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - \Delta L_s \cdot \cos(2\theta_r) & -\Delta L_s \cdot \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L_s \cdot \sin(2\theta_r) & L_s + \Delta L_s \cdot \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_m \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (23)$$

Donde r_s y ψ_m son la resistencias de estátor y la matriz de flujo, en el plano $\alpha\beta$, respectivamente.

Puede deducirse que para frecuencias mayores a la relacionada con la velocidad de giro del motor, se obtiene el siguiente modelo:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \approx \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - \Delta L_s \cdot \cos(2\theta_r) & -\Delta L_s \cdot \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L_s \cdot \sin(2\theta_r) & L_s + \Delta L_s \cdot \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (24)$$

IV. ESTIMACIÓN DE LA POSICIÓN DE ROTOR BAJO SMC

Las corrientes inyectadas en $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = -A_p \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\omega_l \cdot t) \\ \cos(\omega_l \cdot t) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Las corrientes de cancelación producidas por el SMC serán:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha H} \\ i_{\beta H} \end{bmatrix} = A_p \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\omega_l \cdot t) \\ \cos(\omega_l \cdot t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

La ecuación (24) se resuelve utilizando como corrientes $\alpha\beta$ del sistema las mostradas en (26). Resolviendo llegamos a la expresión (27)

$$v_{HF} = \begin{bmatrix} v_{\alpha HF} \\ v_{\beta HF} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} v_0 \cdot \cos(\omega_l \cdot t) + v_1 \cdot \cos(2\theta_r - \omega_l \cdot t) \\ v_0 \cdot \sin(\omega_l \cdot t) + v_1 \cdot \sin(2\theta_r - \omega_l \cdot t) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Donde: $v_0 = -\omega_l \cdot A_p \cdot L_s$ y $v_1 = \omega_l \cdot A_p \cdot \Delta L_s$

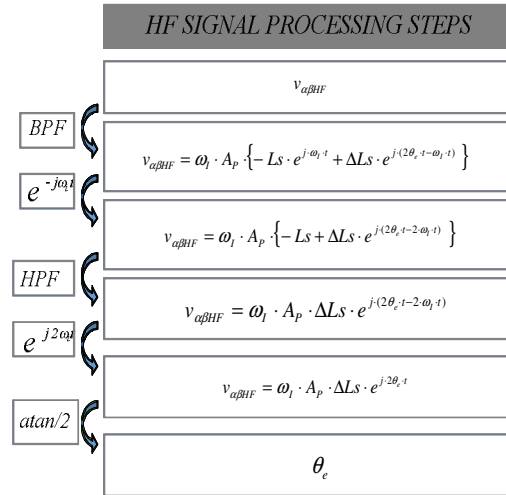


Figura 3. Algoritmo de procesamiento digital

El voltaje resultante comparte estructura con las corrientes resultantes en los sistemas basados en FOC, en ese caso con inyección de tensión. Por tanto, el procesamiento de señal mostrado en la figura 3 utilizado en esos sistemas para la estimación de ángulo (θ_e) es exactamente igual.

V. RESULTADOS

Los resultados de simulación presentados en este apartado han sido obtenidos utilizando la máquina definida en la tabla II. El controlador PI y los SMC se ajustan para la

obtención de una dinámica aceptable, y para alcanzar unos bajos errores de estimación. En la tabla III se muestran los parámetros relevantes utilizados en el bloque de estimación.

TABLA II
MOTOR DE IMANES PERMANENTES

Potencia Nominal	3.8 kW
Par de Polos	6
Velocidad / Torque	314.15 rad/s / 12.2 Nm
$R_s / L_d / L_q$	$0.94 \Omega / 7 \text{ mH} / 8.3 \text{ mH}$
Flujo Magnético [Wb]	0.2515
Fricción mecánica [N·m·s]	0.03833
Momento de Inercia [$\text{kg}\cdot\text{cm}^2$]	20.5

TABLA III
PARÁMETROS DE ESTIMACIÓN

Inyección de Frecuencia	1 kHz
Amplitud de Señal de Inyección	250 mA
Filtro Pasa Banda	4º Orden Tipo Butterworth LP = 800Hz HP = 1200Hz
Filtro Paso Altos	1º Orden Tipo Butterworth HP = 60 Hz

A. Señales de Posición

Los resultados presentados en las figuras 4 y 5 se obtienen al 1% de la velocidad nominal (3.14 rad/s), y par nominal (12.2 Nm), lo que implica que la frecuencia de las señales de posición son de 3 Hz, teniendo en cuenta los pares de polos y el hecho de que esta señal tiene un frecuencia doble respecto a la fundamental. Las señales obtenidas directamente a la salida del procesado de señal (SP) se muestran en la figura 4. Las señales representadas en el plano $\alpha\beta$ permiten obtener el ángulo estimado a partir de una *arco tangente*. La figura 5 presenta una FFT de dichas señales, confirmando la calidad de las mismas.

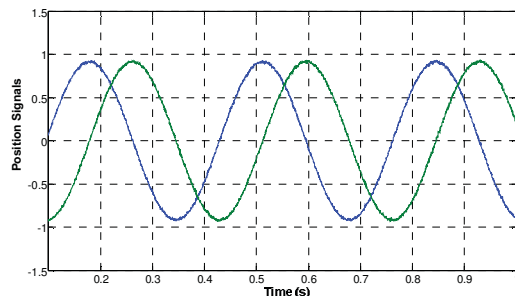


Figura 4. Señales de Posición Alfa Beta.

Es evidente que en una aplicación real, seguramente debería ser empleado un filtro paso-bajos para evitar que la estimación pudiera tener armónicos de alta frecuencia que pudieran perjudicar al motor, en caso de realimentar la estimación en las transformadas. Aun así, la calidad de las señales de posición valida el método propuesto.

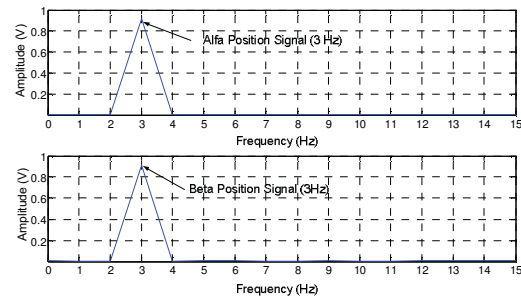


Figura 5. FFT Señales de Posición.

B. Inversión de Velocidad

La figura 6 muestra los resultados cuando se produce una inversión de velocidad (± 10 rad/s) a par nominal (12.2 Nm).

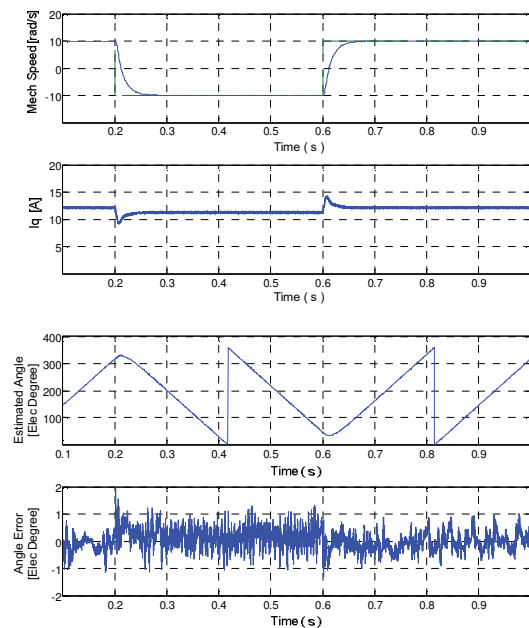


Figura 6. Inversión de Velocidad (± 10 rad/s) a par nominal (12.2 Nm). De arriba a abajo: velocidad medida y referencia (rad/s); corriente I_q (A); ángulo estimado, error estimación; (ángulos en grados).

El error de estimación está entre ± 2.0 grados eléctricos (± 0.66 grados mecánicos) incluso en la inversiones de velocidad. Se muestra, también, la corriente en q , cuya referencia es marcada por la dinámica lenta del controlador PI de velocidad. También se puede observar como la velocidad angular sigue correctamente la referencia marcada.

C. Variación de Par

El segundo grupo de simulaciones muestra los resultados cuando se aplica un cambio de par brusco en el motor, con

referencia de velocidad cero. La figura 7 presenta la respuesta del sistema a una variación de par del 100% del nominal, para volver posteriormente a 0. Como se puede comprobar en la figura, el error de estimación se mantiene dentro de ± 4 grados eléctricos (≤ 1.3 grados mecánicos).

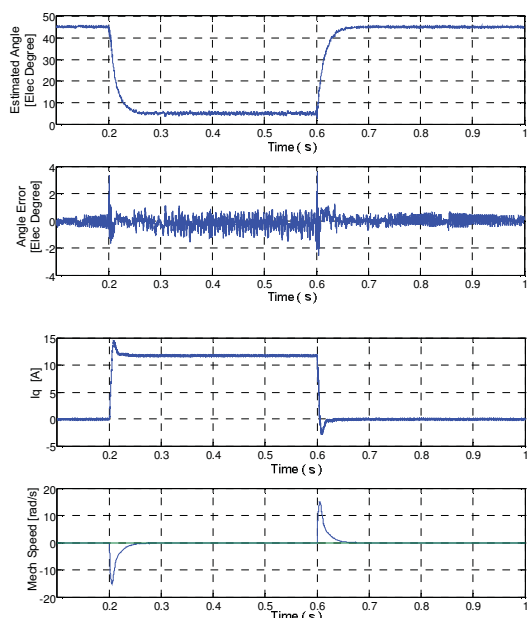


Figura 7. Variación de Par a velocidad 0. De arriba a abajo: posición del Rotor estimada (grados eléctricos); error de estimación (grados eléctricos); corriente i_d (A); velocidad angular y referencia (rad/s)

VI. CONCLUSIONES

Este estudio introduce un método de estimación de la posición del rotor de un motor de imanes permanentes, bajo condiciones de baja velocidad incluyendo también velocidad nula. Para ello se han utilizado técnicas de inyección de señales de alta frecuencias. La aportación del estudio se centra en el uso de estas técnicas, ampliamente validadas, bajo un control de corrientes del sistema en modo deslizamiento (SMC), en lugar de los tradicionales controladores lineales tipo PI, utilizados en los sistemas basados en FOC (Control de Campo Orientado).

La inyección tradicional de señales de tensión en los sistemas basados en FOC no ofrece buenos resultados cuando la trasladamos a un sistema SMC, debido al mayor ancho de banda de estos controladores. Al no ser viable la inyección en tensión, se opta por la inyección en corrientes, y la información es extraída del control equivalente, el cual contiene las señales que están contrarrestando las inyecciones de corrientes, tratadas por el sistema como meras perturbaciones.

Los resultados de simulación (inversiones de velocidad a par nominal, y variación de par a velocidad cero) validan el esquema planteado, confirmando que el control equivalente

producido por el control es útil para extraer la información deseada, la posición angular del rotor en todo momento, incluyendo cuando el motor no gira.

El error de estimación, que se desprende de las simulaciones mostradas, no superan, en ningún caso, los ± 4 grados eléctricos.

Los siguientes pasos a seguir en esta investigación son la implementación del control mediante un VSI y el posterior funcionamiento del sistema realimentando con la propia estimación, llegando a un sistema de control sin sensado de ángulo ni velocidad (*sensorless*).

REFERENCES

- [1] J. Holtz. "Sensorless Control of Induction Machines- With or Without Signal Injection?" IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 53, pp. 7-30, Feb. 06.
- [2] P. P. Acarnley and J. F. Watson. "A Review of Position Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines" IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 53, pp. 352-362, April 06.
- [3] R. Wu, G. R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 1005-1011, Sep. / Oct. 1991.
- [4] R. Dhaouadi, N. Mohan, L. Norum, "Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, pp. 491-497, Jul. 1991.
- [5] C. Silva, G. M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, "Sensorless control in a surface mounted PM machine using rotating injection," EPE Journal. Vol. 13, No. 3, Aug. 03.
- [6] A. Arias, C. Silva, G. M. Asher, J. C. Clare, P. W. Wheeler. "Use of a Matrix Converter to Enhance the Sensorless Control of a Surface-Mount Permanent-Magnet AC Motor at Zero and Low Frequency" IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 53, pp. 440-449, April 06.
- [7] J. Cilia, G.M. Asher, K.J. Bradley, M. Sumner, "Sensorless Position Detection for Vector-Controlled Induction Motor Drives using an Asymmetric Outer-Section Cage," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, pp. 1162-1169, 1997.
- [8] N. Teske, G.M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, "Encoderless Position Estimation for Symmetric Cage Induction Machines under Loaded Conditions" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, no. 6, pp. 1793-1800, Nov/Dec 2001.
- [9] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines," IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. 31, pp. 240-247, March/April 1995.
- [10] J.-S. Kim, S.-K. Sul, "High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer" IEEE-IAS Annual Meeting, pp 75-82, 1995.
- [11] C. S. Staines, C. Caruana, G. M. Asher, M. Sumner. "Sensorless Control of Induction Machines at Zero and Low Frequency Using Zero Sequence Currents" IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 53, pp. 195-206, Feb. 06.
- [12] J. Holtz, J. Juliet. "Sensorless Acquisition of the Rotor Position Angle of Induction Motors with Arbitrary Stator Windings". IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. 41, pp. 1675-1682, Nov./Dec. 05.
- [13] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, pp. 240-247, 1995.
- [14] Zedong Zheng; Yongdong Li; Xi Xiao; Fadel, M.; "Mechanical sensorless control of SPMSM based on HF signal Injection and Kalman filter ".Internacional Conference on Electrical Machines and Systems. Pages 1385-1390 ,Oct 2008
- [15] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems" CRC PRESS 1999.
- [16] Z. Yan, C. Jin, V.I. Utkin, "Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors" IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 47, pp. 1286-1297, Dec. 00.